

Copy of Prior Art

Patent Document 1

Japanese Patent Publication No.10-70482

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平10-70482

(43)公開日 平成10年(1998) 3月10日

(51)Int.Cl. <sup>8</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 B 1/30			H 0 4 B 1/30	
H 0 3 D 1/22			H 0 3 D 1/22	Z
H 0 3 H 11/04		8731-5 J	H 0 3 H 11/04	J
11/08		8731-5 J	11/08	
// H 0 4 B 1/16			H 0 4 B 1/16	A
審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 8 頁)				

(21)出願番号 特願平9-64507

(22)出願日 平成9年(1997) 3月18日

(31)優先権主張番号 9 6 0 5 7 1 9 . 5

(32)優先日 1996年 3月19日

(33)優先権主張国 イギリス (G B)

(71)出願人 590000248

フィリップス エレクトロニクス ネムロ  
ーゼ フェンノートシャップ  
PHILIPS ELECTRONICS  
N. V.

オランダ国 アインドーフェン フルーネ  
ヴァウツウエッハ 1

(72)発明者 ボール、アンソニー、ムーア

イギリス国イースト、サセックス、シーフ  
ォード、クレメンティン、アベニュー、79

(72)発明者 マイケル、エドウィン、バーナード

イギリス国サリー、ライギット、ヒッチン  
グス、ウェイ、57

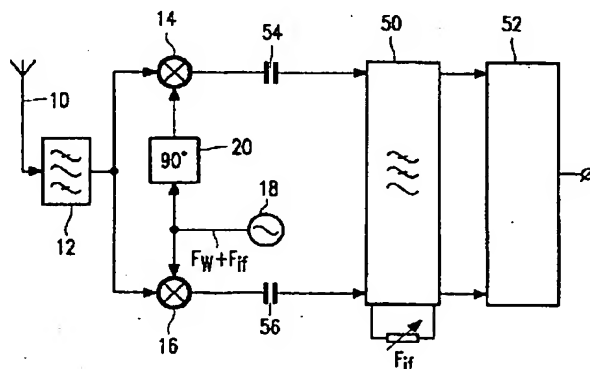
(74)代理人 弁理士 佐藤 一雄 (外3名)

(54)【発明の名称】 受信機

(57)【要約】

【課題】 ステージ間を交流結合し、受信機の入力バンド内に存在する強力な直接検波された振幅変調妨害信号の影響を除去すること。

【解決手段】 ステージ間を交流結合でき、受信機の入力バンド内に存在する強力な直接検波された振幅変調妨害信号の影響を除去ことができるように、直接検波された妨害波 ( $F_{AMP}$ ) の周波数よりも高い中間周波数 ( $F_{IF}$ ) を発生させる局部発振信号を使用して入力信号の周波数をダウンコンバートするような集積受信機である。周波数ダウンコンバータ (14、16、18、20) の出力はフィルタ手段に結合される。このフィルタ手段の出力はイコライザ (52) に印加される。フィルタ手段は周波数応答が交流結合用コンデンサ (54、56) によってひずまされるような多相フィルタ (50) を含むことができる。フィルタ手段の出力をイコライザ (52) に印加することにより、フィルタ応答において交流結合用コンデンサ (54、56) によって生じたほぼすべてのひずみが除かれ、変調信号の検波および回復ができるような許容可能な信号を発生できる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 直流からオフセットされた周波数で位相が直角関係にある I F 信号を発生するために受信した信号の周波数をダウンコンバートするための手段と、前記位相が直角関係ある I F 信号における直流オフセットをブロックするための手段と、所望する I F 信号を回復するための手段と、前記所望する I F 信号を等化させ前記 I F 信号内に存在する変調信号を検出するための手段とを備えた受信機。

【請求項2】 前記受信機がフェージング受信機であることを特徴とする請求項1記載の受信機。

【請求項3】 前記受信機が多相受信機であることを特徴とする請求項1記載の受信機。

【請求項4】 前記所望する I F 信号を回復するための手段が多相フィルタ手段を含み、前記直流ブロック手段が周波数ダウンコンバート手段の出力を多相フィルタ手段に結合する交流結合手段を含むことを特徴とする請求項3記載の受信機。

【請求項5】 前記多相フィルタ手段がジャイレータフィルタ手段を含むことを特徴とする請求項4記載の受信機。

【請求項6】 前記多相フィルタ手段がトランスコンダクタ積分フィルタ手段を含むことを特徴とする請求項4記載の受信機。

【請求項7】 前記等化手段がビタビ等化手段を含むことを特徴とする請求項1乃至6のいずれかに記載の受信機。

【請求項8】 局部発振周波数源が前記受信した信号の周波数をダウンコンバートするための手段に結合され、前記局部周波数源が所望する受信信号をチャンネル分離周波数のほぼ半分の I F 信号へダウンコンバートする値を有する局部発振周波数を発生するようにチューニング可能であることを特徴とする請求項1乃至7のいずれかに記載の受信機。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、セルラー電話およびコードレス電話、ページングにおける特定の用途（これらのみに限定されるものではない）および周波数アナライザのような集積化受信機を必要とするその他の用途を有する、集積化受信機に関する。

## 【0002】

【従来技術】 集積化受信機のための代表的なアーキテクチャとしては、ゼロ I F (Z I F) アーキテクチャがあり、このアーキテクチャでは受信した信号を2つの信号路に分割し、それぞれのミキサーに加え、ミキサーには受信した信号を Z I F に周波数をダウンコンバートするような値の周波数を有する局部発振器の信号が印加されている。それぞれのミキサーに印加される局部発振器の信号は約 9.0 度だけ相対的に位相がずれている。ミキサーのうちの一方からの信号路は相相すなわち I チャンネ

ルと称され、他方のミキサーは直角すなわち Q チャンネルと称される。I チャンネルと Q チャンネルの混合積はローパスフィルタを通過され、それらの差成分を発生し、これら差成分はその後復調される。

【0003】 Z I F 受信機における周知の問題は、種々のステージが直結されていること、および必要とする混合積の一部が直流であるかまたはそれに近くなっていることにも起因して直流オフセットが生じる問題がある。種々のステージ内で直流オフセットが生じると、受信機の回路の感度が極度に低下し、これによりこれらステージの直結が禁止されることとなる。この直結オフセットの作用を解消する技術として、連続するステージの間に交流結合回路またはそれより複雑な直流ブロック回路を設ける技術がある。これにより、必ず必要とする混合積のいくつかが損失することとなる。当技術分野では、この技術はノッチと称され、Z I F において、またはその周辺において、周波数応答にノッチを生じさせる技術である。このノッチの幅は、一般に交流結合回路で使用される容量値に応じて決まる。従って、ノッチの幅を最小にするには高い値の容量が使用される。しかしながら、容量の値が大きくなればなるほど、交流結合の時定数が長くなり、これにより振幅変調された、またはパルス状の妨害信号によって生じる直流オフセットの変化から受信機が回復できる速度が制限される。より小さい値の容量を使用することにより交流結合の時定数を短くできるが、これによってノッチの幅が広くなり、所望する信号の多くが除去されることとなる。

## 【0004】

【発明が解決しようとする課題】 米国特許明細書第 4,944,025 号は、交流結合および自動利得制御を行うダイレクトコンバージョンタイプの FM 受信機を開示している。この受信機は無線周波数の信号を受信し、受信した信号を周波数をダウンコンバートし、信号をフィルタに通し、その後、この信号の周波数をアップコンバートし、次に復調する。周波数ダウンコンバート、フィルタリングおよびアップコンバージョンは位相が直角関係にあるミキサーを使用して行われ、これらミキサーのそれぞれの出力は増幅器、ローパスフィルタおよびミキサーに次々に交流結合される。直流結合に起因する周波数スペクトル内のノッチの問題を解消するため、周波数ダウンコンバートミキサーに直角位相で供給される局部発振器の周波数は、ノッチの幅と変調された信号のベースバンド幅との合計に等しい値だけ、受信された信号の公称搬送波周波数からオフセットされている。数値の例を挙げれば、このオフセット量はチャンネルの間隔の約 4 分の 1 に対応する。ローパスフィルタのバンド幅は必要とする信号のバンドを通過するが、隣接チャンネル上の信号をブロックするような値となっている。米国特許第 4,944,025 号に開示された発明は、交流結合によって生じたノッチに起因する問題を緩和しようとするものである

が、交流結合用コンデンサの選択に制約がある。この理由は、ノッチの大きさに応じて決まるオフセット周波数が高くなるにつれ、隣接チャンネルの信号の周波数が所望する信号の周波数に接近し、簡単なフィルタリングでこのような信号を分離することがより困難となるので、交流結合を過度に疎に緩和すればイメージ信号の除去が不適当となるからである。

【0005】ダイレクトコンバージョンタイプの受信機で発生し、米国特許第4,944,025号では検討されていない別の問題として、無線信号バンド幅内で強力な振幅変調信号が存在することが挙げられる。この信号は直接検波され、ZIFバンドに生じるので、フィルタリングでは除去できない。

【0006】従って、本発明の課題は、集積ダイレクトコンバージョン受信機における交流結合の制限を緩和できるようにすることにある。

【0007】

【課題を解決するための手段】本発明によれば、直流からオフセットされた周波数で位相が直角関係にあるIF信号を発生するために受信した信号の周波数をダウンコンバートするための手段と、前記位相が直角関係あるIF信号における直流オフセットをブロックするための手段と、所望するIF信号を回復するための手段と、前記所望するIF信号を等化させ前記IF信号内に存在する変調信号を検出するための手段とを備えた受信機が提供される。

【0008】本発明は信号が送信機から離れた点からイコライザに入るまでの信号路内で生じるひずみのすべてを信号イコライザで解消するとの認識に基づくものである。従って、低い値のコンデンサを使用し、よって変調信号をほぼひずんでいない状態で回復しながら振幅またはパルス状の妨害波によって生じた直流オフセットの変化からの受信機の回復に対する交流結合時定数の影響を少なくすることにより、ノッチの幅を広くすることができる。

【0009】この受信機はフェージング受信機または多相受信機のような種々のアーキテクチャを有することができる。周波数オフセット量は既知の妨害信号を所望信号のバンド幅の一方のエッジまたはバンド幅からはずれた位置に位置させるように選択できる。

【0010】本発明の一実施例では、所望するIF信号を回復するための手段は、多相フィルタ手段を含み、この多相フィルタ手段はジャイレータフィルタ手段またはトランスコンダクタ積分フィルタ手段として構成でき、複素入力信号に応答して複素出力信号を発生でき、所望する信号のイメージ信号を有効にフィルタで除去できる。

【0011】

【発明の実施の形態】次に、添付図面を参照して実施の形態により本発明について説明する。

【0012】説明の便宜上、GSMデジタルセルラー電話システムを参照して、以下本発明について説明する。

図1に示されたゼロIF（ゼロ中間周波数）受信機は、当該周波数バンドを選択する無線周波数バンドパスフィルタ12に結合されたアンテナ10を含む。このバンドパスフィルタ12からの出力信号は2つの信号路I、Qに分割される。この信号路の各々はミキサー（混合器）14、16を有する。これらミキサー14、16の第1入力にはバンドパスフィルタ12の出力に結合されており、これらミキサー14、16の第2入力には発振器18からの局部発振信号が加えられている。ミキサー14に供給された局部発振信号は、90度位相シフター20によってミキサー14へ加えられる信号に対して約90度だけ位相がずれされている。それぞれのローパスフィルタ22、24には混合積信号が印加され、これらフィルタの出力は復調器26へ供給され、この復調器はターミナル28上の出力として所望する信号を出力する。

【0013】このタイプの受信機の作動は周知である。局部発振器の周波数はアンテナ10で受信された信号の公称搬送波周波数にほぼ対応しており、これにより入力信号の周波数はほぼZIFまでダウンコンバートされる。

【0014】本明細書の冒頭に記載のように、図1に示された基本受信機の問題の1つとして直流オフセットの問題がある。ミキサー14、16とそれぞれのローパスフィルタ22、24との間で交流結合を行うと、ノッチが生じる。既に説明したように、コンデンサによってこの交流結合を行う場合において、高い値のコンデンサを使用すると、ノッチの幅を狭くできるが、この場合、受信機の回路の応答が低速となり、高い値のコンデンサを集積化することが困難となるという欠点がある。低い値のコンデンサを使用するという別の方法は、コンデンサを集積化でき、回路のスピードが高速となるという利点が見られるが、ノッチが比較的広がる。

【0015】所望する信号のバンド幅が強力な振幅変調信号を含む妨害源に比較的近い場合、このタイプの受信機には別の問題が生じる。このことは図2Aに示されており、この図はバンドパスフィルタ12の無線バンド幅RFBWを破線で示している。バンド幅RFBW内には公称搬送波周波数 $F_w$ を中心に対称的に配置された周波数変調信号である所望する信号と、公称搬送波周波数 $F_u$ および $F_l$ をそれぞれ中心とする上下の隣接チャンネルと、搬送波 $F_u$ および側波帯 $F_{AMP}$ を含む強力な振幅変調された信号が存在する。図2Bは $F_w$ にて、またはこの周辺の局部発振周波数を使用してミキサー14、16内で行われた周波数のダウンコンバージョンの結果を示し、 $F_w$ 以下の信号成分はゼロ周波数を中心に折りたたまれるので、所望する信号の高い方の周波数の半分と低い周波数の半分が互いに重なり合い、高い方のチャンネル $F_u$ と低いほうのチャンネル $F_l$ とが互いに重な

り、ダイレクト検波の結果として所望する信号のバンド幅内に不要信号の振幅変調成分  $F_{AMP}$  が存在することとなる。この不要信号  $F_{AMP}$  は所望信号のバンド幅内に存在するので、所望する信号に影響を与えることなくチャンネルフィルタリングによって除去することはできない。

【0016】この問題を解消する1つの方法として、ZIFから所望するIFバンドを離間させ、このIFバンドをダイレクト検波された妨害波  $F_{AMP}$  のIFバンドよりも高くすることが挙げられる。このようにすると、ハイパスフィルタを使用して不要信号から所望する信号を分離できる。しかしながら、ハイパスフィルタは交流結合を行うための低い値のコンデンサを使用することに等しいので、これによりノッチの幅が広くなり、これにより不要なイメージ応答が生じ、これを抑制する必要があることとなる。

【0017】このイメージ抑制を行う2つの可能な方法として、フェージング受信機または多相受信機を使用することが挙げられる。図3は、不要妨害波  $F_{AMP}$  よりも高く、これと異なる中間周波数を生じさせるように局部発振信号を選択したフェージング受信機を示す。この中間周波数は、例えばチャンネル間隔の半分の値を有するので、受信機を集積受信機として製造できる。

【0018】このフェージング受信機はバンドパスフィルタ12に接続されたアンテナ10を含み、このフィルタの出力は周波数ダウンコンバート用ミキサー14、16の第1入力に接続されている。局部発振器18の周波数は所望する信号の公称搬送波の周波数からずれた周波数 ( $F_w + F_{if}$ ) となっており、この発振機の出力は直接ミキサー16の第2入力へ供給され、90度位相シフター20によってミキサー14の第2入力へ供給される。ミキサー14、16の出力にはそれぞれハイパスフィルタ23、25が結合されている。これらハイパスフィルタ23、25の出力には位相シフトデバイス30、32が接続されている。位相シフター30、32の間の相対的な位相のずれは約90度であるが、導入される実際の位相のずれは任意とすることができる。これら位相シフター30、32の出力は加算（または差分）ステージ34のそれぞれの入力へ印加され、所望する信号を回復し、所望する信号はバンドパスフィルタ36へ印加される。

【0019】上記のように、ハイパスフィルタ23、25を使用することにより比較的広いノッチNOが生じ、このノッチは図7Bに示されるように所望する周波数バンドの低いほうの周波数端をはずませる。このような送信機とアンテナ10との間の信号チャンネルにおける他のはずみとともに、ハイパスフィルタによって生じたはずみを解消するために、ステージ34の出力にはイコライザ52が結合されている。このイコライザ52はビタビタイプのイコライザまたは判別フィードバックイコラ

イザのような適当なイコライザとすることができる。このイコライザ52のフィルタ係数はトレーニング信号として使用するのに適した信号を使用してトレーニングする。GSMの場合、この信号は受信機トレーニングシーケンスを含む。

【0020】フェージング受信機を効果的にするには十分なイメージ抑制を行う必要がある。これによりミキサー14、16を同一とし、位相シフター20によって生じる位相のずれおよび位相シフター30と32との間の相対的な位相のずれを90度とし、最後にステージ34で完全な加算または減算を行う必要がある。集積回路を用いてもこのことは保証できない。現実には信号は数学的な複素数の性質を有するが、図3に示された回路は信号があたかも2つの別個の実数信号であるかのように、これら信号の実数部および虚数部を処理する。複素信号をより効果的に処理できるようにするために、フィルタ23、25、位相シフター30、32および加算ステージ34を多相フィルタと置換することができる。

【0021】多相フィルタはそれ自体公知であり、図4は、例えば英国特許第1,174,710号の図3に開示されている公知の対称的多相フィルタを示す。図示された多相フィルタは4位相ネットワークセクションを含み、各位相ネットワークは入力ターミナルと、これに関連する位相の出力ターミナルとの間に接続された抵抗器Rを含む。コンデンサCは各位相ネットワークの入力を、隣接する前方位相ネットワークの出力に結合するようになっている。図示されるように、入力電圧  $V_1$ 、 $jV_1$ 、 $-V_1$ 、 $-jV_1$  および電流  $I_1$ 、 $jI_1$ 、 $-I_1$ 、 $-jI_1$  は出力電圧  $V_2$ 、 $jV_2$ 、 $-V_2$ 、 $-jV_2$  および電流  $I_2$ 、 $jI_2$ 、 $-I_2$ 、 $-jI_2$  と同じように、複素数の性質を有する。

【0022】図5は、ジャイレータを使用して製造された別の公知の対称的多相フィルタ50を示す。このタイプの多相フィルタはJ・O・フォアマンによる博士論文「電子システムにおけるモノリシック回路としてのジャイレータ」（オランダ、ニーメゲンのカソリックユニバーシティ、1977年6月16日、91～103ページ）に開示されている。ここに示された多相フィルタはジャイレータを使用して実現された3次のLCチャンネルフィルタ40、42を含み、このフィルタのステージの各々はジャイレータ44、46および48によってクロスリンクされている。フィルタ40は1信号路に設け、フィルタ42はQ信号路に設けることができる。LCフィルタはコンデンサC10、C12とキャパシタンスC11およびジャイレータG10およびG12によってシミュレートされたインダクタンスを含む。フィルタ42は同じ構造であるので説明しない。

【0023】図6は、図3に示された受信機と同じフロントエンドを有する集積化多相受信機を示すが、簡潔にするためにこれについては再度説明しない。ミキサー1

4、16の出力はそれぞれのコンデンサ54、56によって多相フィルタ50の入力結合されており、発生したひずみを軽減または解消し、所望する信号を回復させるよう、多相フィルタ50からの出力はイコライザおよび検波器52に結合されている。

【0024】図6では $F_{if}$ は多相フィルタ50を通過するが、 $-F_{if}$ はフェージング受信機の場合よりもより効果的にブロックされる。 $F_{if}$ の値はチャンネル間隔の半分に選択されているので、チャンネル間隔は200kHzとなつているGSMの場合では、 $F_{if}$ は100kHzである。

【0025】図7Aは、ミキサ14、16の各々の出力を略図で示す。直接検波されたAM妨害波 $F_{AMP}$ は $F_{if}$ を中心としてほぼ対称的な所望する信号のバンドの低いほうの周波数端にあるか、またはこれに隣接する。チャンネル間隔の半分にこの $F_{if}$ を選択する場合、公称搬送波周波数 $F_c$ および $F_L$ を中心とする高低隣接チャンネルも示されている。Sは多相フィルタによるイメージ抑制度を示す。

【0026】図7Bは所望する信号のバンドの半分だけ低い周波数をひずませ、ほぼ $F_{AMP}$ を除去するような充分な幅のノッチNOを生じさせる小さい値のキャパシタンスを使用した交流結合の効果(曲線AC)を示す。コンデンサ54、56の値が低くなればなるほど、生じるノッチNOが広くなり、これにより所望する信号バンドのひずみがより大きくなる。イコライザ52を多相フィルタ50の出力に結合すると、交流結合用コンデンサ54、56によって生じるひずみの効果を実質的に解消できる。この理由は、イコライザ52がひずみ源のすべてのみならず送信アンテナと受信アンテナとの間の信号チャンネルに起因して生じるひずみに関して受信した信号を等化させようとするからである。従って、イコライザ52からの出力は実質的にひずんでいない妨害波のない信号を含む。GSMの場合、基地局から送信された信号はトレーニングシーケンスを含み、このトレーニングシーケンスは交流結合用コンデンサ54、56によって生じたひずみと共に、送信アンテナと受信アンテナとの間のマルチパス効果に回答してイコライザの係数をトレーニングするのに使用できる。イコライザ52はビタタイプタイプのイコライザまたは判別フィードバックイコライザのような適当なイコライザを含むことができる。

【0027】図8は、3次のトランスコンダクタ積分フィルタ手段として構成した多相フィルタ手段を示す。合相Iセクションおよび位相直角Qセクションはトランスコンダクタの一部への入力信号の極性を別にすれば、ほぼ同一である。

【0028】説明の便宜上、合相Iセクションについて詳細に説明し、位相直角Qセクションの対応する部品を示すのに「」を付けた参照番号を使用する。トランスコンダクタ62(62')の非反転入力60(60')

には入力信号 $I_{IN}$ ( $Q_{IN}$ )が印加される。このトランスコンダクタ62の反転入力64には積分器68の出力66からフィードバックされた信号が加えられる。トランスコンダクタ62の出力70はトランスコンダクタ74、78のそれぞれの出力72、76と共にノード80で加算され、加算信号は積分器68の入力82に印加される。図8では、積分器の各々はシャントコンデンサSCを備えたオペアンプAを含む。

【0029】積分器68の出力66はトランスコンダクタ78'および84の非反転入力およびトランスコンダクタ62の反転入力64に結合されている。トランスコンダクタ78'の反転入力64はアースに接続されている。積分器68'の出力66'はトランスコンダクタ64'および78の反転入力およびトランスコンダクタ84'の非反転入力に結合されている。トランスコンダクタ78の非反転入力64はアースに接続されている。

【0030】トランスコンダクタ84の出力は別のトランスコンダクタ88の出力が接続された加算ノード86に結合されている。加算ノード86は積分器90に結合され、積分器の出力はトランスコンダクタ74の反転入力およびトランスコンダクタ88'および92の非反転入力に結合されている。積分器90'の出力はトランスコンダクタ74'および88の反転入力およびトランスコンダクタ92'の非反転入力に結合されている。トランスコンダクタ74、74'の非反転入力64はトランスコンダクタ88の非反転入力およびトランスコンダクタ88'の反転入力64と同じようにアースに接続されている。

【0031】トランスコンダクタ92、94の出力はノード96に結合され、このノード96は積分器98の入力に結合されている。積分器98の出力はトランスコンダクタ84および92の非反転入力およびトランスコンダクタ94'の非反転入力に結合されている。積分器98'の出力はトランスコンダクタ84'、92'および94の反転入力に結合されている。トランスコンダクタ94の非反転入力およびトランスコンダクタ94'の反転入力64はアースに接続されている。出力 $I_{OUT}$ および $O_{OUT}$ もそれぞれ積分器98、98'の出力から得られる。

【0032】所望する場合、トランスコンダクタ積分器形フィルタは、スイッチ式コンデンサ内に均等物として電流スイッチ式の関連するデジタル装置を有することができる。

【0033】当業者が本明細書を読めば、上記以外の変形例が明らかとなろう。かかる変形例は集積受信機およびその部品の設計、製造および用途において既に公知となっており、本明細書に記載した特徴事項の替わりに、またその特徴事項に加えて使用できる別の特徴事項を実行できる。本願では特徴事項の特定の組み合わせに関する特許請求の範囲を記載したが、本願の開示範囲は特許請求の範囲に現時点で請求したものと同一発明に関連

するか否かとは無関係に、また本発明が解決するものと同じ技術的課題のうちのいくつかまたはすべてを緩和する否かとは無関係に、新規な特徴事項、または明示的または暗示的に本明細書に開示した特徴事項の新規な組み合わせ、またはそれらの一般化された特徴事項を含むものである。よって、本願出願人は本願の手続きにおいて、または本願から派生する別の出願の手続きにおいて、かかる特徴事項および／またはかかる特徴事項の組み合わせに関しても特許請求の範囲をあらたに記載できることについて警告するものである。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 基本的ダイレクトコンバージョンタイプの Z I F 受信機のブロック略図。

【図 2】 アンテナで受信された信号及びミキサの出力における信号を示す図。

【図 3】 本発明に従って製造された集積受信機の一実施例のブロック略図。

【図 4】 公知の対称的多相フィルタを示す構成図。

【図 5】 ジャイレータを使用して製造された別の公知の対称的多相フィルタを示す構成図。

【図 6】 本発明に従って製造された集積受信機の別の実施例のブロック略図。

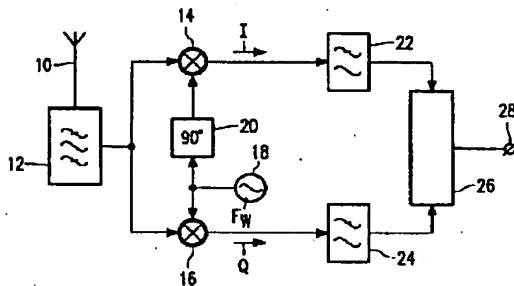
【図 7】 図 6 に示された回路の動作を説明する波形図。

【図 8】 トランスコンダクタ積分器フィルタのブロック略図。

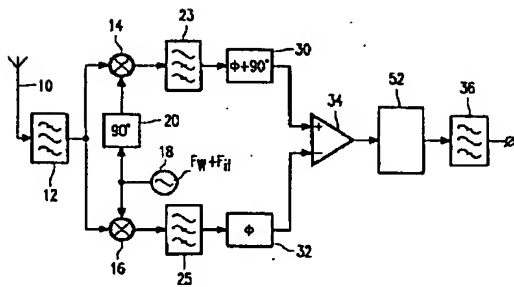
【符号の説明】

- 10 アンテナ
- 12 バンドパスフィルタ
- 14、16 ミキサ
- 18 発振器
- 20 フェーズシフター
- 23、25 ハイパスフィルタ
- 30、32 フェーズシフター
- 34 加算ステージ
- 36 バンドパスフィルタ

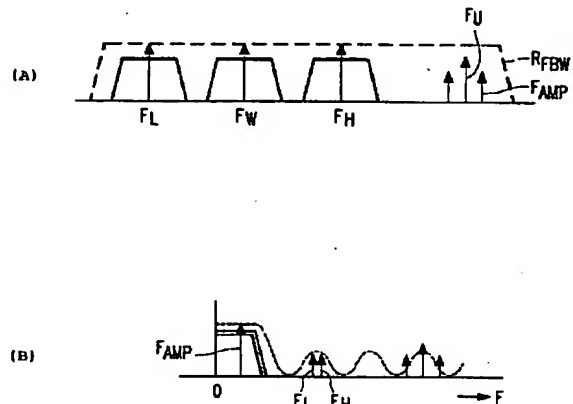
【図 1】



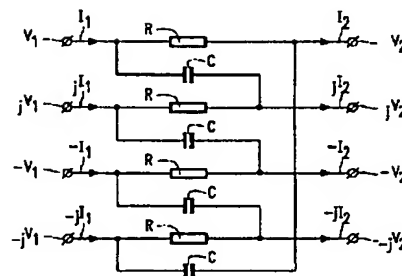
【図 3】



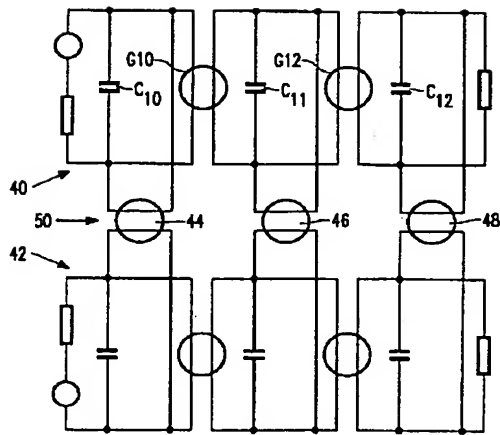
【図 2】



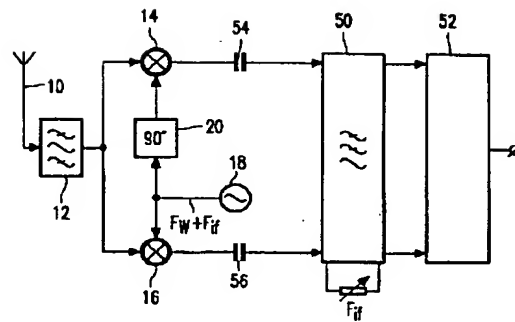
【図 4】



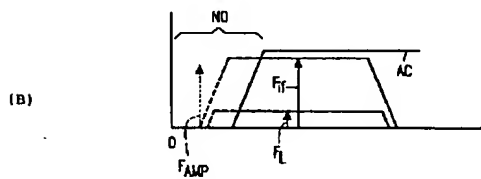
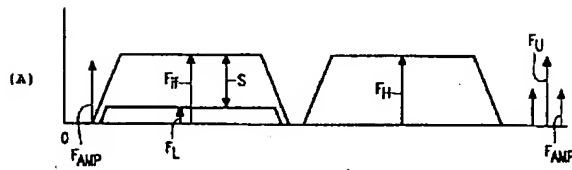
【図 5】



【図 6】

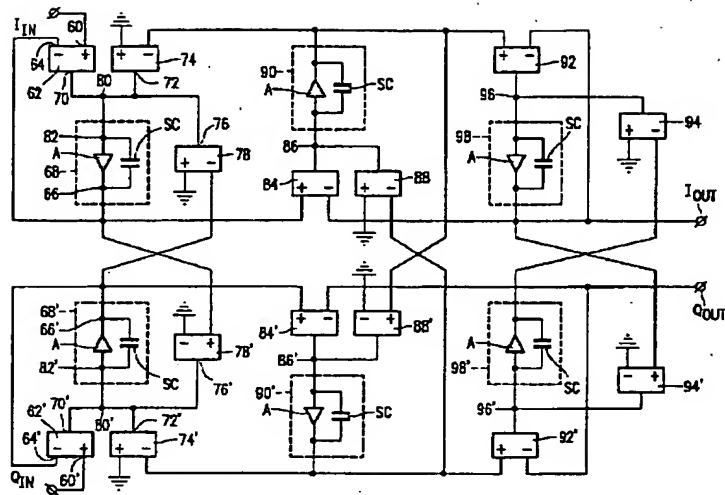


【図 7】





【図8】



# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 10-070482

(43)Date of publication of application : 10.03.1998

(51)Int.Cl.

H04B 1/30  
H03D 1/22  
H03H 11/04  
H03H 11/08  
// H04B 1/16

(21)Application number : 09-064507

(71)Applicant :

PHILIPS ELECTRON NV

(22)Date of filing : 18.03.1997

(72)Inventor :

PAUL ANTHONY MOORE

MICHAEL EDWIN BARNARD

(30)Priority

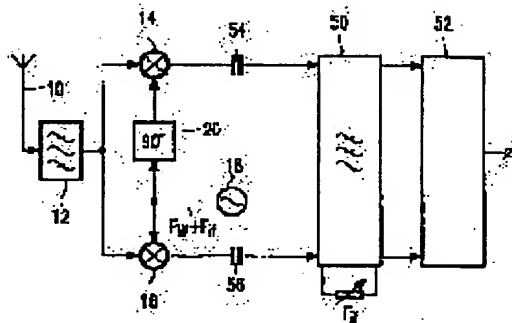
Priority number : 96 9605719 Priority date : 19.03.1996 Priority country : GB

## (54) RECEIVER

### (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To eliminate the effect of a strong amplitude modulation disturbance signal that is directly detected and in existence in an input band of the receiver by conducting AC coupling between stages.

**SOLUTION:** This receiver is an integrated receiver which couples stages and uses a local oscillation signal to generate an intermediate frequency  $F_{if}$ , higher than a frequency of a disturbing wave  $F_{AMP}$  obtained through direct detection so as to down-convert the frequency of the input signal in a way that the effect of a strong and directly detected amplitude modulation disturbing signal in existence in an input band of the receiver is eliminated. Outputs of frequency down-converters 14, 16, 18, 20 are coupled with a filter means. An output of the filter means is applied to an equalizer 52. The filter means includes a polyphase filter 50 so that a frequency response is distorted by AC coupling capacitors 54, 56. An output of the filter means is applied to an equalizer 52 to eliminate almost all distortion produced by the AC coupling capacitors 54, 56 in the filter response and an allowable signal to detect and recover a modulation signal is generated.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

**\* NOTICES \***

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

---

**CLAIMS**

---

[Claim(s)]

[Claim 1] The receiver had the means for carrying out the down conversion of the frequency of the signal received since the IF signal a phase has a right-angled relation on the frequency offset from a direct current was generated, the means for the aforementioned phase blocking the direct current offset in a right-angled related IF signal, a means for recovering the IF signal for which it asks, and a means for detecting the modulating signal which make equalize the aforementioned IF signal which carries out a request, and exists in the aforementioned IF signal.

[Claim 2] The receiver according to claim 1 characterized by the aforementioned receiver being a phasing receiver.

[Claim 3] The receiver according to claim 1 characterized by the aforementioned receiver being a polyphase receiver.

[Claim 4] The receiver according to claim 3 with which the means for recovering the aforementioned IF signal which carries out a request is characterized by including an AC-coupling means by which the aforementioned direct-current block means combines the output of a frequency down conversion means with a polyphase filter means including a polyphase filter means.

[Claim 5] The receiver according to claim 4 characterized by the aforementioned polyphase filter means including a gyrator-filter means.

[Claim 6] The receiver according to claim 4 characterized by the aforementioned polyphase filter means including a transformer conductor integration filter means.

[Claim 7] The claim 1 characterized by the aforementioned equalization means including the Viterbi equalization means or 6 is not, but it is a receiver given in \*\*.

[Claim 8] It is combined with the means for carrying out the down conversion of the frequency of the signal in which the source of local oscillation frequency carried out [ aforementioned ] reception, and the claim 1 characterized by the ability to tune up so that the local oscillation frequency which has the value of channel separation frequency which carries out a down conversion to a half IF signal mostly for the input signal for which the aforementioned source of local frequency asks may be generated, or 7 is not, but it is a receiver given in \*\*.

---

[Translation done.]

**\* NOTICES \***

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

---

**DETAILED DESCRIPTION**

---

**[Detailed Description of the Invention]**

**[0001]**

[The technical field to which invention belongs] this invention relates to the integration receiver which has the other uses which need an integration receiver like the specific use (they are not these things limited to seeing) in a cellular phon and a cordless telephone, and paging, and a frequency analyzer.

**[0002]**

[Description of the Prior Art] As typical architecture for an integration receiver, there is zero IF (ZIF) architecture, by this architecture, the received signal is divided into two signalling channels, and, in addition to each mixer, the signal of the local oscillator which has the frequency of a value which carries out the down conversion of the frequency for the received signal at ZIF is impressed to the mixer. As for the signal of the local oscillator impressed to each mixer, the phase is shifted relatively only about 90 degrees. The signalling channel from one side of the mixers is called \*\*\*\*, i.e., I channels, and the mixer of another side is called a right angle, i.e., Q channels. The mixed product of I channels and Q channels has a low pass filter passed, those difference components are generated, and it restores to these differences component after that.

**[0003]** The problem of the common knowledge in a ZIF receiver has the problem which originates also in that various stages are linked directly and a part of mixed product to need being a direct current, or having become it closely, and a direct current offset produces. When a direct current offset arises in various stages, the sensitivity of the circuit of a receiver will fall to a degree very much, and direct connection of these stages will be forbidden by this. There is technology of preparing an AC-coupling circuit or a direct-current block circuit more complicated than it between continuous stages as technology which cancels an operation of this direct connection offset. By this, how many [ of the surely needed mixed product ] they are will lose. In this technical field, this technology is called a notch and is the technology of making a frequency response producing a notch, in the circumference of it in ZIF. The width of face of this notch is decided according to the capacity value generally used in an AC-coupling circuit. Therefore, the capacity of a high value is used for making width of face of a notch into the minimum. However, the more the value of capacity becomes large, the time constant of an AC coupling becomes long and, the more the speed which amplitude modulation was carried out by this, or can recover a receiver from change of the direct current offset produced with a pulse-like disturbance signal is restricted. Although the time constant of an AC coupling can be shortened by using the capacity of a smaller value, the width of face of a notch becomes large by this, and many of signals for which it asks will be removed.

**[0004]**

[Problem(s) to be Solved by the Invention] U.S. patent specification 4,944,025th The number is indicating the direct conversion type FM receiver which performs an AC coupling and automatic gain control. This receiver receives the signal of a radio frequency, carries out the down conversion of the frequency for the received signal, carries out the rise conversion of the frequency of through, after that, and this signal at a filter, and, next, restores to a signal. Frequency down conversion, filtering, and rise conversion are performed using the mixer a phase has a right-angled relation, and the AC coupling of each output of these mixers is carried out to amplifier, a low pass filter, and a mixer one after another. In order to solve the problem of the notch in the frequency spectrum resulting from a DC coupling, the frequency of the local oscillator supplied to a frequency down conversion mixer by the quadrature phase is offset from the nominal carrier frequency of the signal with which only the value equal to the sum total of the width of face of a notch and the baseband width of face of the modulated signal was received. If a numerical example is given, this amount of offset corresponds to about 1/4 of the interval of a channel. Although the bandwidth of a low pass filter passes the band of the signal to need, it serves as a value which blocks the signal on a contiguity channel. U.S. patent 4,944,025th Although invention indicated by the number tends to ease the problem resulting from the notch produced by the AC coupling, selection of the capacitor for AC couplings has restrictions. This reason is that removal of an image signal will become unsuitable if an AC coupling is eased to a non-dense too much since it becomes more difficult to approach the frequency of the signal for which the frequency of the signal of a contiguity channel asks, and to separate such a signal by easy filtering as the offset frequency decided according to the size of a notch becomes high.

**[0005]** It generates with a direct conversion type receiver, and is the U.S. patent 4,944,025th. In a number, it is mentioned that a powerful amplitude-modulated signal exists within a radio-signal bandwidth as another problem which is not examined. Since this signal is detected directly and produced in a ZIF band, in filtering, it is unremovable.

**[0006]** Therefore, the technical problem of this invention is to enable it to ease a limit of the AC coupling in an accumulation direct conversion receiver.

**[0007]**

[Means for Solving the Problem] The means for carrying out the down conversion of the frequency of the signal received since the IF signal a phase has a right-angled relation on the frequency offset from a direct current was generated according to this invention, The receiver equipped with the means for the aforementioned phase blocking the direct current offset in a right-angled related IF signal, the means for recovering the IF signal for which it asks, and the means for detecting the modulating signal which is made to equalize the aforementioned IF signal which carries out a request, and exists in the aforementioned IF signal is offered.

**[0008]** this invention is based on recognition that all the strains produced within a signalling channel until it goes into an equalizer from the point that the signal separated from the transmitter are canceled with a signal equalizer.

Therefore, width of face of a notch can be made large by using the capacitor of a low value and lessening influence of an AC-coupling time constant to recovery of the receiver from change of the direct current offset produced by the disturbance wave of the shape of an amplitude or a pulse while recovering the modulating signal in the state where it is not distorted mostly, therefore.

[0009] This receiver can have various architecture like a phasing receiver or a polyphase receiver. The amount of frequency offsets can choose a known disturbance signal from one edge or bandwidth of a bandwidth of a request signal so that you may make it located in the position shifted.

[0010] In the one example of this invention, including a polyphase filter means, the means for recovering the IF signal for which it asks can constitute this polyphase filter means as a gyrator-filter means or a transformer conductor integration filter means, answers a complex input signal, can generate a complex output signal, and can remove effectively the image signal of the signal for which it asks with a filter.

[0011]

[Embodiments of the Invention] Next, with reference to an accompanying drawing, the gestalt of operation explains this invention.

[0012] With reference to the expedient top of explanation, and a GSM digital cellular phone system, this invention is explained below. The zero IF (zero intermediate frequency) receiver shown in drawing 1 contains the antenna 10 combined with the radio frequency band pass filter 12 which chooses the frequency band concerned. The output signal from this band pass filter 12 is divided into two signalling channels I and Q. Each of this signalling channel has mixers (mixer) 14 and 16. The 1st input of these mixers 14 and 16 is combined with the output of a band pass filter 12, and the local oscillation signal from VCO 18 is added to the 2nd input of these mixers 14 and 16. The shear of the phase is carried out only about 90 degrees to the signal with which the local oscillation signal supplied to the mixer 14 is added to a mixer 14 by the phase shifter 20 90 degrees. A mixed product signal is impressed to each low pass filter 22 and 24, the output of these filters is supplied to a demodulator 26, and this demodulator outputs the signal for which it asks as an output on a terminal 28.

[0013] The operation of this type of receiver is common knowledge. The frequency of a local oscillator corresponds to the nominal carrier frequency of the signal received with the antenna 10 mostly, and, thereby, the down conversion of the frequency of an input signal is mostly carried out to ZIF.

[0014] Like a publication at the beginning of this specification, there is a problem of a direct current offset as one of the problems of the basic receiver shown in drawing 1. If an AC coupling is performed between mixers 14 and 16 and each low pass filter 22 and 24, a notch will arise. If the capacitor of a high value is used when a capacitor performs this AC coupling as already explained, although width of face of a notch can be narrowed, there is a fault that the response of the circuit of a receiver serves as a low speed in this case, and it becomes difficult to integrate the capacitor of a high value. A notch becomes comparatively large although the advantage that the option of using the capacitor of a low value can integrate a capacitor, and becomes high-speed [ the speed of a circuit ] is acquired.

[0015] When the bandwidth of the signal for which it asks is comparatively close to the source of disturbance containing a powerful amplitude-modulated signal, another problem arises in this type of receiver. This is shown in drawing 2 A and this drawing shows radio bandwidth RFBW of a band pass filter 12 with the dashed line. In bandwidth RFBW, it is the nominal carrier frequency FW. The signal which is a frequency-modulation signal arranged symmetrically at the center and for which it asks, and nominal carrier frequency FH And floor line The contiguity channel of the central upper and lower sides respectively, and subcarrier FU And sideband FAMP The powerful signal to include and by which amplitude modulation was carried out exists. drawing 2 B — FW or the result of the down conversion of the frequency performed within a mixer 14 and 16 using the local oscillation frequency of the circumference of this — being shown — FW Since the following signal components are folded up focusing on zero frequency The half of frequency with the higher signal for which it asks, and the halves of low frequency overlap mutually. Channel FH of the higher one Channel floor line of the low way It is the amplitude modulation component FAMP of an undesired signal in the bandwidth of the signal for which laps mutually and it asks as a result of direct detection. It will exist. This undesired signal FAMP Channel filtering cannot remove without affecting the signal for which it asks, since it exists in the bandwidth of a request signal.

[0016] Disturbance wave FAMP by which was made to estrange IF band for which it asks from ZIF as one method of solving this problem, and direct detection was carried out in this IF band Making it higher than IF band is mentioned. If it does in this way, the signal for which it asks from an undesired signal using a high-pass filter is separable. However, since a high-pass filter is equal to using the capacitor of the low value for performing an AC coupling, the width of face of a notch becomes large by this, an unnecessary image response will arise by this, and this needs to be suppressed.

[0017] As two possible methods of performing this image suppression, using a phasing receiver or a polyphase receiver is mentioned. Drawing 3 is the unnecessary disturbance wave FAMP. It is high and the phasing receiver which chose the local oscillation signal so that a different intermediate frequency from this might be produced is shown. Since this intermediate frequency has the value of the half of for example, a channel interval, it can manufacture a receiver as an accumulation receiver.

[0018] The output of this filter is connected to the 1st input of the mixers 14 and 16 for a frequency down conversion including the antenna 10 by which this phasing receiver was connected to the band pass filter 12. The frequency of a local oscillator 18 is the frequency [ frequency / of the nominal subcarrier of the signal for which it asks ] (FW+Fif) shifted, and the output of this oscillation machine is supplied to the 2nd input of the direct mixer 16, and is supplied to the 2nd input of a mixer 14 by the phase shifter 20 90 degrees. High-pass filters 23 and 25 are combined with the output of mixers 14 and 16, respectively. The phase shift devices 30 and 32 are connected to the output of these high-pass filters 23 and 25. Although the relative phase shift between phase shifters 30 and 32 is about 90 degrees, the actual phase shift introduced can be made arbitrary. The output of these phase shifters 30 and 32 is impressed to each input of the addition (or difference) stage 34, the signal for which it asks is recovered and the signal for which it asks is impressed to a band pass filter 36.

[0019] As mentioned above, the latus notch NO arises comparatively and this notch makes the ending frequency point of the low way of the frequency band for which it asks as shown in drawing 7 B distorted by using high-pass filters 23 and 25. The equalizer 52 is combined with the output of a stage 34 in order to cancel the strain produced by the high-pass filter with other strains in the signal channel between such transmitters and antennas 10. Let this equalizer 52 be a suitable equalizer like a Viterbi type equalizer or a distinction feedback equalizer. The filter factor of this

equalizer 52 is trained using the signal suitable for using it as a training signal. In the case of GSM, this signal includes a receiver training sequence.

[0020] It is necessary to perform sufficient image suppression to make a phasing receiver effective. Finally it is necessary to make mixers 14 and 16 the same by this, to make into 90 degrees the phase shift produced by the phase shifter 20, and the relative phase shift between phase shifters 30 and 32, and to perform perfect addition or perfect subtraction on a stage 34. This cannot be guaranteed even if it uses an integrated circuit. Although a signal has the property of mathematical complex actually, the circuit shown in drawing 3 processes the real part and imaginary part of these signals as if signals were two separate real number signals. In order to enable it to process a complex signal more effectively, filters 23 and 25, phase shifters 30 and 32, and the addition stage 34 can be replaced by the polyphase filter.

[0021] The polyphase filter is well-known in itself, and drawing 4 is the British patent 1,174,710th. The well-known symmetrical polyphase filter currently indicated by drawing 3 of a number is shown. As for a Gentlemen phase network, the illustrated polyphase filter contains the resistor R connected between the input terminal and the output terminal of the phase relevant to this including 4 phase network section. Capacitor C combines the input of a Gentlemen phase network with the output of an adjoining protrusion phase network. They are input voltage  $V_1$ ,  $jV_1$ ,  $-V_1$ , and  $-jV_1$  so that it may be illustrated. And current  $I_1$ ,  $jI_1$ ,  $-I_1$ , and  $-jI_1$  Output voltage  $V_2$ ,  $jV_2$ ,  $-V_2$ , and  $-jV_2$  And current  $I_2$ ,  $jI_2$ ,  $-I_2$ , and  $-jI_2$  It has the property of complex similarly.

[0022] Drawing 5 shows another well-known symmetrical polyphase filter 50 manufactured using the gyrator. This type of polyphase filter is indicated by the doctoral dissertation "the gyrator as a monolithic circuit in electronic system" (the Netherlands, the Catholic university of knee MEGEN, June 16, 1977, 91-103 pages) by J-O and the foreman. The crosslink of each of the stage of this filter is carried out by gyrators 44, 46, and 48 including 3rd LC channel filters 40 and 42 with which the polyphase filter shown here was realized using the gyrator. A filter 40 can be formed in a I-signal way, and can form a filter 42 in a Q signal way. An LC filter contains the inductance simulated by capacitors C10 and C12, capacitance C11, and gyrators G10 and G12. Since a filter 42 is the same structure, it is not explained.

[0023] Although drawing 6 shows the integration polyphase receiver which has the same front end as the receiver shown in drawing 3, in order to make it brief, it does not explain this again. The output from the polyphase filter 50 is combined with the equalizer and the wave detector 52 so that coupling of the polyphase filter 50 may be carried out by each capacitor 54 and 56 and the output of mixers 14 and 16 may recover the signal which is mitigated or solved and asks for the generated strain.

[0024] In drawing 6, although F<sub>if</sub> passes the polyphase filter 50, -F<sub>if</sub> is blocked more effectively than the case of a phasing receiver. Since the value of F<sub>if</sub> is chosen as the half of a channel interval, in the case of GSM from which the channel interval is 200kHz, F<sub>if</sub> is 100kHz.

[0025] Drawing 7 A shows each output of mixers 14 and 16 with schematic drawing. AM disturbance wave FAMP detected directly It is in the ending frequency point of the low way of the band of the signal almost symmetrical as a center for which it asks about F<sub>if</sub>, or this is adjoined. When choosing this F<sub>if</sub> as the half of a channel interval, it is the nominal carrier frequency F<sub>H</sub>. And floor line The height contiguity channel made into a center is also shown. S shows whenever [ with a polyphase filter / image suppression ].

[0026] Only the half of the band of the signal for which it asks makes low frequency distorted, and drawing 7 B shows the effect (curve AC) of the AC coupling which used the capacitance of the small value which produces the notch NO of sufficient width of face which removes FAMP mostly. As the value of capacitors 54 and 56 becomes low, the notch NO to produce becomes large and the strain of the signal band for which this asks becomes larger. If an equalizer 52 is combined with the output of the polyphase filter 50, the effect of the strain produced by the capacitors 54 and 56 for AC couplings is substantially cancelable. This reason is because you are going to make it equalize the signal received about the strain which an equalizer 52 is distorted, originates in the signal channel between not only all the sources but a transmitting antenna, and a receiving antenna, and is produced. Therefore, the output from an equalizer 52 includes a signal without the disturbance wave which has not been distorted substantially. In the case of GSM, the signal transmitted from the base station can be used for this training sequence answering the multi-pass effect between a transmitting antenna and a receiving antenna with the strain produced by the capacitors 54 and 56 for AC couplings, and training the coefficient of an equalizer including a training sequence. An equalizer 52 can contain a suitable equalizer like a Viterbi type equalizer or a distinction feedback equalizer.

[0027] Drawing 8 shows the polyphase filter means constituted as 3rd transformer conductor integration filter means. The \*\*\*\* I section and the phase right-angle Q section are almost the same, if polarity of some a transformer conductor's input signals is set aside.

[0028] For convenience, a \*\*\*\* I section is explained in detail and the reference number which attached "" to the parts of explanation with which a phase right-angle Q section corresponds being shown is used. An input signal IIN (QIN) is impressed to the transformer conductor's 62 (62') noninverting input 60 (60'). The signal fed back from the output 66 of an integrator 68 is added to this transformer conductor's 62 reversal input 64. The transformer conductor's 62 output 70 is added by the node 80 with each output 72 and 76 of the transformer conductors 74 and 78, and an addition signal is impressed to the input 82 of an integrator 68. In drawing 8, each of an integrator contains the operational amplifier A equipped with the shunt capacitor SC.

[0029] The output 66 of an integrator 68 is combined with transformer conductor 78', the noninverting input of 84, and the transformer conductor's 62 reversal input 64. The reversal input of transformer conductor 78' is connected to the ground. Output 66 of integrator 68" is combined with transformer conductor 64', the reversal input of 78, and the noninverting input of transformer conductor 84'. The transformer conductor's 78 noninverting input is connected to the ground.

[0030] The transformer conductor's 84 output is combined with the addition node 86 to which another transformer conductor's 88 output was connected. The addition node 86 is combined with an integrator 90, and the output of an integrator is combined with the transformer conductor's 74 reversal input, transformer conductor 88', and the noninverting input of 92. The output of integrator 90' is combined with transformer conductor 74', the reversal input of 88, and the noninverting input of transformer conductor 92'. The noninverting input of the transformer conductor 74 and 74' is connected to the ground like the transformer conductor's 88 noninverting input, and the reversal input of transformer conductor 88'.

[0031] The transformer conductors' 92 and 94 output is combined with a node 96, and this node 96 is combined with

the input of an integrator 98. The output of an integrator 98 is combined with the transformer conductors' 84 and 92 noninverting input, and the noninverting input of transformer conductor 94'. The output of integrator 98' is combined with transformer conductor 84', 92', and the reversal input of 94. The transformer conductor's 94 noninverting input and the reversal input of transformer conductor 94' are connected to the ground. Outputs IOUT and OOUT It is obtained from the output of an integrator 98 and 98', respectively.

[0032] When wanting, a transformer conductor integrator type filter can have digital equipment with which a current switch formula is related as an equal object in a switch formula capacitor.

[0033] If this contractor reads this specification, modifications other than the above will become clear. This modification has already become well-known in the design of an accumulation receiver and its part, manufacture, and the use, and another feature matter which can be used instead of being the feature matter indicated on these specifications in addition to the feature matter can be performed. Although this application indicated the claim related for the specification of the feature matter combining and being alike The indication range of this application whether it relates to the same invention as that for which the claim was asked at present independently Moreover, whether it is the no which eases some of the same technical technical problems as what this invention solves, or all is a new thing of the new feature matter or the feature matter indicated on these specifications clearly or suggestively which combines or includes those generalized feature matters independently. Therefore, an applicant for this patent warns in the procedure of another application derived from this application in the procedure of this application about the ability of a claim to newly be indicated also about the combination of this feature matter and/or this feature matter.

---

[Translation done.]

**\* NOTICES \***

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

---

**DESCRIPTION OF DRAWINGS**

---

**[Brief Description of the Drawings]**

**[Drawing 1]** The block schematic diagram of a fundamental direct conversion type ZIF receiver.

**[Drawing 2]** Drawing showing the signal received with the antenna, and the signal in the output of a mixer.

**[Drawing 3]** The block schematic diagram of one example of the accumulation receiver manufactured according to this invention.

**[Drawing 4]** The block diagram showing a well-known symmetrical polyphase filter.

**[Drawing 5]** The block diagram showing another well-known symmetrical polyphase filter manufactured using the gyrator.

**[Drawing 6]** The block schematic diagram of another example of the accumulation receiver manufactured according to this invention.

**[Drawing 7]** The wave form chart explaining operation of the circuit shown in drawing 6 .

**[Drawing 8]** The block schematic diagram of a transformer conductor integrator filter.

**[Description of Notations]**

10 Antenna

12 Band Pass Filter

14 16 Mixer

18 VCO

20 Phase Shifter

23 25 High-pass filter

30 32 Phase shifter

34 Addition Stage

36 Band Pass Filter

---

[Translation done.]



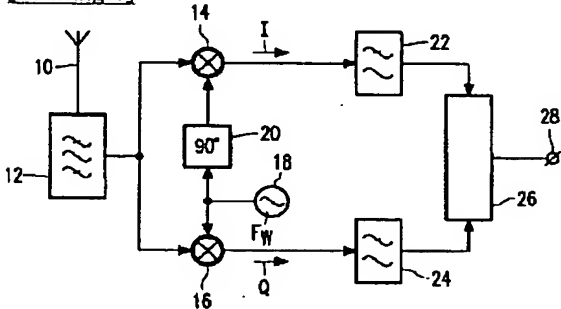
**\* NOTICES \***

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

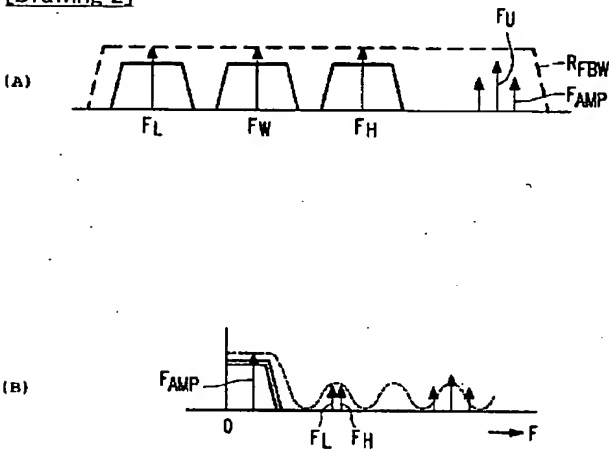
1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

**DRAWINGS**

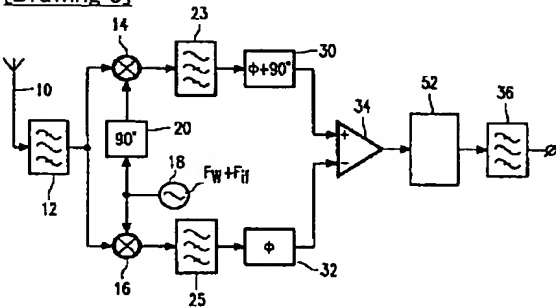
[Drawing 1]



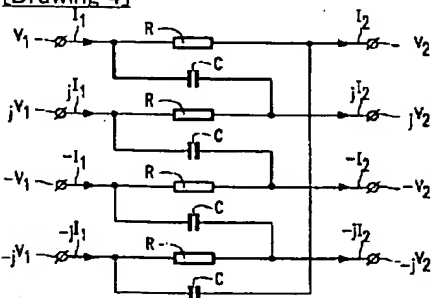
[Drawing 2]



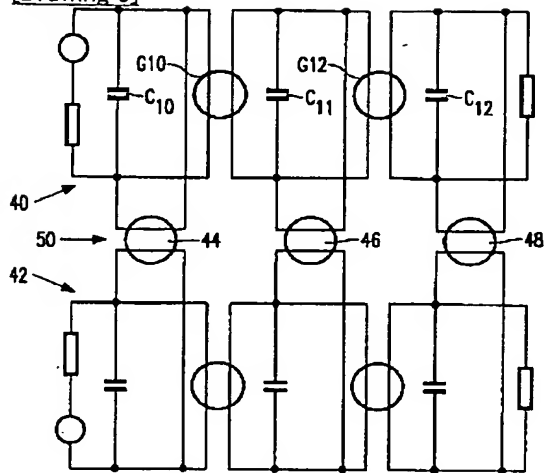
[Drawing 3]



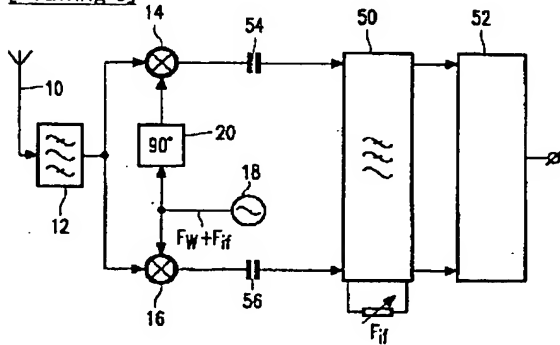
[Drawing 4]



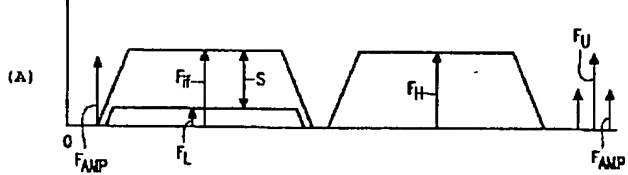
[Drawing 5]



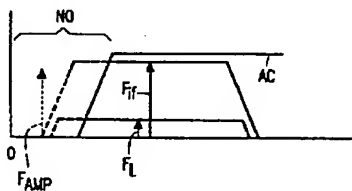
[Drawing 6]



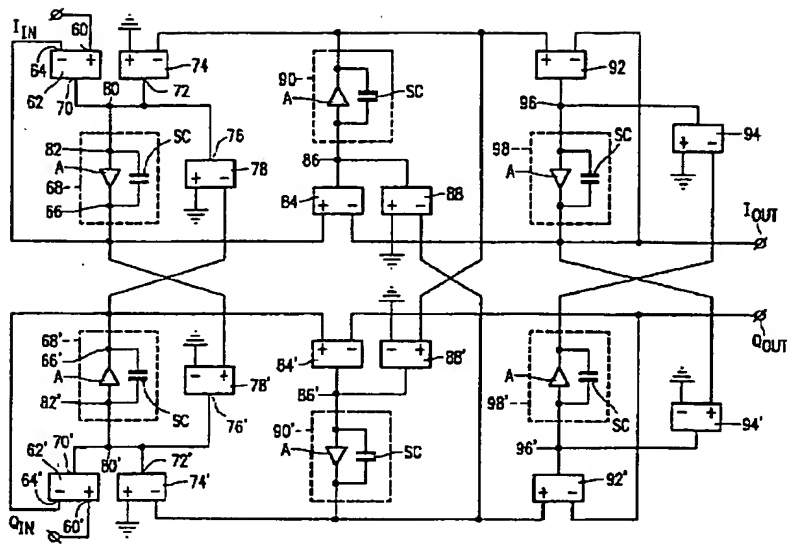
[Drawing 7]



(B)



[Drawing 8]



[Translation done.]